Appl. No. 09/986,764

Doc. Ref.: AJ15

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-237276

(43)公開日 平成6年(1994)8月23日

(51) Int.Cl.⁵

識別記号 庁内整理番号

FΙ

技術表示箇所

H 0 4 L 27/20

Z 9297-5K

審査請求 未請求 請求項の数5 OL (全 9 頁)

(21)出願番号	特願平 5-23102	(11) (11)	000005223 富士通株式会社
(22)出願日	平成5年(1993)2月12日	*	神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
			小野 光洋 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内
		*	川崎 敏雄 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内
		(74)代理人 #	弁理士 井桁 貞一

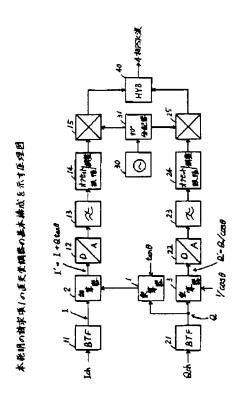
(54) 【発明の名称】 直交変調器

(57)【要約】

(修正有)

【目的】 I チャネル側と Qチャネル側とに各々ディジタルフィルタを用いるが全体として其の回路規模が小さな直交変調器を提供する。

【構成】 ディジタルフィルタ11、21を通した Iチャネルと Qチャネルの出力を、D/A変換器12、22 で変換し、フィルタ13、23 で高調波成分を除去し、調整器14、24 で振幅を揃える処理をした後、局部発振器30の出力を互の位相差が90度の二信号に分配(31)し位相補償(32)した各信号と乗算(15、25)し其の乗算出力を合成(40)した直交変調器において、位相補償を止めて分配のみとし、其の二つの出力I、Qの位相角がQ0° から角度 θ だけ位相外れしている場合は、I チャネル側のD/A 変換器12の入力I で、ディジタルフィルタ21の出力Q に t an θ を乗算(1) した出力 Q tan θ とディジタルフィルタ11の出力I とを加算(2) した値とし、Q チャネル側のD/A 変換器(22)の入力Q で、ディジタルフィルタ21の出力Q に $1/\cos\theta$ を乗算(3)した値とする。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力の [チャネルと Qチャネルの二系統 のディジタルデータの各々のディジタルフィルタ(11,2 1) を通した出力を、D/A変換器(12,22)でアナログ信号 に変換し、フィルタ(13,23)で高調波成分を制限し、調 整器(14,24)で振幅を揃えるなど必要な信号処理をした 後、局部発振器(30)の出力の搬送波信号を互の位相差が 90度の二信号に分配(31)し位相補償(32)する90°位相器 (300)の出力の各搬送波信号と夫々乗算(15,25)し其の二 つの乗算出力を合成(40)し4相 PSK波等の直交変調波を 得る直交変調器において、前記90°位相器(300)の位相 補償器(32)の使用を止めて90°分配器(31)のみとし、其 の90°分配器(31)の二つの出力I,Qの位相角が所定の直 角 90° から角度 θ だけ位相外れしている場合は、I チャ ネル側のD/A 変換器(12)の入力I ′ を、Q チャネル側の ディジタルフィルタ(21)の出力 θ に $\tan \theta$ を乗算(1)し た出力 Qian θと Iチャネル側のディジタルフィルタ(1 1)の出力I とを加算(2) した値($I' = I + Q \tan \theta$)と し、Q チャネル側のD/A 変換器(22)の入力Q ′を、Q チ ャネル側のディジタルフィルタ(21)の出力Q に 1/ cos θ を乗算(3) した値($Q' = Q/\cos \theta$)としたことを特徴 とする直交変調器。

【請求項2】 前記 Iチャネル側と Qチャネル側のディジタルフィルタ(11,21)の出力I,Qの値を、前記 Qチャネル側の乗算器(3) の乗算値(1/cos θ)の所定の位相誤差 θの範囲 (±10deg)における最大値(1.0154)と Iチャネル側の加算器(2)の加算値(1+tan θ)の同範囲における最大値(1.1763)との比(1.0154/1.1763=0.8632)倍して、前記 D/A変換器(12,22) の入力 I′,Q′の最大値が値1となる様に規格化することを特徴とした請求項1記載の 30 直交変調器。

【請求項4】 前記直交変調器の局部発振器(30)の出力の搬送波の周波数が所謂シンセサイザにより可変される場合、該シンセサイザ(30)の出力周波数の設定用データ(A)を利用し、予め該90°分配器(31)の各周波数毎の位相誤差 θ を求めておき、 $tan \theta$ を書き込む $ROM 1 と 1/cos <math>\theta$ を書き込むROM 2 とを具え、該シンセサイザ(30)の

出力周波数を設定する毎に該設定用データ(A) により、 該ROM1 とROM 2とから必要な $tan \theta$ と $1/cos \theta$ の値を読み出すことを特徴とした請求項1 記載の直交変調器。

【請求項5】 前記シンセサイザ(30)の出力周波数の設定用データ(A) により、入力のIch とQch の各直列データを並列データに変換する各シフトレジスタと該シフトレジスタからのn bitの並列データ (x_k) を入力し、各タップ係数 (a_k) を乗じ、其のn bit分を加算した出力 (Σ a_k x_k) を出力するような ROM_1 . ROM_0 を具えることを特徴とした請求項1記載の直交変調器。

【発明の詳細な説明】

[0001]

【産業上の利用分野】本発明は、入力の Iチャネルと Q チャネルの 2 系統のディジタルデータを、各々のディジタルフィルタBTF を通し、その各 BTF出力を D/A変換器でアナログ信号に変換し、フィルタで高調波成分を除去し、レベル調整器で振幅を揃える等の必要な信号処理をした後に、局部発振器の出力の一つの搬送波信号を互の位相差が90度の二信号に分け位相補償した各搬送波信号と夫々乗算し、其の二つの乗算出力を合成して、4相 P SK波などの直交変調波を得る直交変調器に関する。

[0002]

【従来の技術】図8に、上記のディジタルフィルタBTFを用いて4相 PSK被信号を得る従来の直交変調器の構成を示す。ここで、局部発振器30の出力の一つの搬送被信号を、互の位相差が90度の二信号に分け [チャネル側と Qチャネル側の振幅変調用の各乗算器15,25 へ出力する所謂90°位相器300 として、90°分配器31を良く使用するが、その部品のバラツキ等により、直交変調波出力の Iチャネル側の出力と Qチャネル側の出力との間の位相角の直角90°が保証されない場合がある。そのため、従来の90°位相器300Aは、90°分配器31と、其の二出力の位相角の直角90°からの位相外れ を補償する位相補償器32とで構成されていた。

[0003]

【発明が解決しようとする課題】従来の直交変調器は、上述の如く、局部発振器30の出力の搬送波を互の位相差が90度の二信号に分け「チャネル側と Qチャネル側の各乗算器15,25 へ出力する所謂90°位相器300Aが、90°分配器31と位相補債器32とで構成されていたので、直交変調器の回路規模が大きくなるという問題があった。本発明の目的は、「チャネル側と Qチャネル側とに各々ディジタルフィルタBTF を用いるが、全体として回路規模が小さな直交変調器の構成を提供することにある。

[0004]

【課題を解決するための手段】この目的達成のための本 発明の基本的な構成は、図1の原理図に示すように、

- (1) 90°位相器300Aの中の位相補償器32の使用を止め90°分配器31のみとする。
- sθを書き込むROM 2 とを具え、該シンセサイザ(30)の 50 (2) その90°分配器31の二つの出力I,Qの位相角が所定

3

の直角90°から角度 θ だけ位相外れしている場合は、I ch側のD/A 変換器12の入力I ′ を、Q ch側のディジタルフィルタBTF2 の出力Q に $\tan\theta$ を乗算器1 にて乗じた出力Q $\tan\theta$ と I Ich側のディジタルフィルタBTF1 の出力I とを加算器2 で加えた値I ′ =I + Q $\tan\theta$ とし、Q ch側のD/A 変換器22の入力Q ′ を、搬送波信号Q ch側のディジタルフィルタBTF2 の出力Q に $1/\cos\theta$ を乗算器3 にて乗じた値Q ′ = $Q/\cos\theta$ とするように構成する。

【作用】本発明では、局部発振器30の出力の搬送波を二分する90°位相器300が、90°分配器31のみで構成されていて、該90°分配器31の二つの出力I,Qの位相角が、所定の直角90°を保って位相外れを生じていない場合の直交変調器の出力の空間信号点位置(0,0),(0,1),(1,0),(1,1)では、図2の(a)の場合の如く、其の I成分とQ成分とは直交する。そして90°分配器31の二つの出力I,Qの位相角が、直角90°から角度θだけ位相外れしている、図2の(b)の場合は、I ch側のD/A 変換器12の入力 I ′を乗算器1 と加算器2 とでI ′= I + Q tan θとし、Q ch側のD/A 変換器22の入力Q ′を乗算器3でQ′=Q/cos θとするように演算処理することで、図2の(b)の位相外れの有る場合も、同図の(a)の位相外れの無い場合と同様の空間信号点の位置を実現することが出来る。

[0006]

[0005]

【実施例】図1の原理図はそのまま、本発明の請求項1 に対応する実施例の直交変調器である4相PSK 変調器の 構成を示す。図2の(b)の場合の、90°分配器31の二出 カI,Q が所定の直角 90° から角度 θ だけ位相外れしてい る場合は、I ch側のD/A 変換器12の入力I ′を、乗算器 1と加算器 2 とにより、 $I' = I + Q tan \theta$ とし、Q ch側のD/A 変換器22の入力Q ′ を、乗算器 3 により、Q ′ = $Q/\cos \theta$ とするように演算処理することによって、直 交変調器である4相PSK 変調器が実現される。 $tan \theta$ や $1/\cos\theta$ の値は、図示しない例えばスイッチにより θ の 変化に対し可変で設定できる様にする。ディジタルフィ ルタBTF 11,21 の各BTF の出力I,Qを例えば8bit とす れば、このBTF出力を入力して D/A変換する時の量子化 雑音を小さくする為には、D/A 変換器12,22 の入力の I',Q'の振幅値がフルスケール値1として入力する様 40 に演算処理されなければならない。ところが図1の構成 では、乗算器 1 にて、Qch 側のBTF 出力Q に tan θ を乗 算し、加算器 2 にて、該乗算器 1 の出力Qt an heta と I ch側 のBTF 出力I とを加算した値(I+ Qtanθ) であるD/A変 換器12の入力 I'と、Qch 側BTF の出力Q に乗算器3に て 1/cosθを乗算した値 Q/cosθであるD/A 変換器22の 入力 Q' とは何れも、図3の位相誤差 θ の $0~\pm10[de$ g] に対する 1/cosθと 1+tanθの値の表1から明らか な如く、其の最大値1.0154, 1.1763が、フルスケール値 1をオーパーフローしてしまう。そのため請求項2とし 50

て、図3の表1の例では、各BTR 11,21 の出力1.Qの値 を、(1/cos θ)の最大値1.0154と(1+tan θ)の最大値1.17 63との比である1.0154/1.1763=0.8632倍する構成とし て、その I',Q'の最大値が値1となる様に、規格化す る必要がある。また、図1の構成の D/A変換器12,22 の 入力で所要の I'、Q'を得る為の演算は、次の様に変形 することが出来る。即ち、 $I ' = I + Q tan \theta \rightarrow Icos$ $\theta + Q\sin\theta$ 、 Q' = Q/cos $\theta \rightarrow Q$ に変形される。 この場合の請求項3に対応する構成は図4に示される。 なお、入力データ Ich, Qchを処理するディジタルフィル 夕BTF 11,21 と乗算器1:,2iは、通常の場合、図5に示 す如く、入力の Ich (Qch) の直列データを入力し並列 データxx を出力するシフトレジスタと該並列データx $_{\mathbf{k}}$ を入力し $_{\mathbf{n}}$ bitの位相誤差 $_{\mathbf{\theta}}$ と其の $_{\mathbf{\theta}}$ の極性±とを指 定して各タップ係数 ak を乗じ加算した出力 Σak xk を出力するメモリROM とで構成される。位相誤差 θ を、 0 から 1 deg づつ、±15 degまで補正したければ、2⁴=1 6 なので、n bitは 4 bitとなる。従って、図4の各 B TF 11,21と cos θ, sin θ の乗算器11,22 とを含む点線部 分は、各 ROM: ROM。 にて入力データIch, Qchを処理す ることが可能となり、外付回路は不要となる。また、図 6に示す如く、局部発振器30の出力の搬送波信号の周波 数が、所謂シンセサイザにより可変できる構成の直交変 調器では、90°分配器31の出力の位相誤差θが前記局部 発振器30の出力の搬送波信号の周波数により変化してし まう。そこで請求項4の構成として、図6に示す如く、 シンセサイザ30の出力周波数の設定用データ(A) を利用 し、予め、90°分配器31の各周波数毎の位相誤差 θ を求 めておき、ROM 1 には tanθを書き込み, ROM 2 には 1 $/\cos\theta$ を書き込んで置く。そしてシンセサイザ30の出力 周波数を設定する毎に前記設定用データ(A) により、RO M 1, ROM 2から必要な tanθ, 1/cosθの値を読み出す ようにする。また、この図6の請求項4の構成を簡素化 する為に、請求項5として、前記図4の各BTF と乗算器 の代りのシフトレジスタとROM, ROM。 の組合せと同様 に、図7の構成図の如く、シンセサイザの周波数設定デ ータ(A) により、入力の直列データIch, Qchを直/ 並変 換するシフトレジスタと該シフトレジスタからの並列n bitのデータxx を入力し、各タップ係数ax を乗じ、 n個分だけ加算した出力Σalxlを出力するような R

[0007]

OM1, ROM。を備える。

【図面の簡単な説明】

【発明の効果】以上説明した如く、本発明によれば、直交変調器用の局部発振器の出力の搬送波信号に対する90 位相器のなかのアナログの位相補償回路が不要となるので、直交変調器の動作の安定性が高まる。また、ディジタルフィルタと乗算器の代りに ROM等を使用することで直交変調器の回路規模が縮小される効果が得られる。

【図1】 本発明の請求項1の直交変調器の基本構成を

5

示す原理図

【図2】 本発明の直交変調器の動作を説明する為の直 交変調出力の空間信号点位置を表す説明図

【図 3 】 本発明の請求項2の直交変調器の動作を説明 する為の位相誤差 θ に対する $1/\cos\theta$ と $1+\tan\theta$ の値 の表を示す説明図

【図4】 本発明の請求項3の直交変調器の構成図

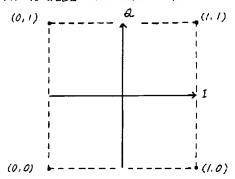
【図5】 本発明の請求項4の直交変調器の構成を説明 する為の BPFと乗算器に代わるシフトレジスタと ROMの 使用方法の説明図

【図6】 本発明の請求項4の直交変調器の構成図

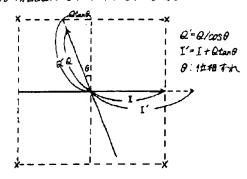
[図2]

本発明の進交変調器の動作を説明する為の 進交変調出力の空間信号点位置を表す説明団

(2) 90分配器が位相すれない場合



(6) 90% 分配器から位相すれしている場合



【図7】 本発明の請求項5の直交変調器の構成を説明 する為の BPFと乗算器に代わるシフトレジスタと ROMの アドレス方法の説明図

【図8】 従来の直交変調器の4相 PSK変調器の構成図 【符号の説明】

1,3は乗算器、2 は加算器、θ は位相誤差、11.21は乗算器、31は加算器、11,21はディジタルフィルタBTF、12,22 は D/A変換器、13,23 はロールオフ濾波器、14,24 はオフセット振幅調整器、15,25 は変調用の乗算器、300は局部発振器、31は90°分配器、32は位相補償器、300は90°位相器、40は合成器HYBである。

[図3]

本発明の請求項2の直交変調器の動作を説明する為の 性相談差8に対するVox8とItan8の値の表を示す説明図

* /				
0 (deg)	1/0050	1 + tanθ		
+10	1.0154	1.1763		
+ 9	1.0125	1.1584		
+8	1.0098	1.1405		
+ 7	1.0075	1.1228		
+ 6	1.0055	1.1051		
+5	1.0038	1.0875		
+4	1.0024	1.0699		
+ 3	1.0014	1.0524		
+2	1.0006	1.0349		
+1	1.0002	1.0175		
0	1.0000	1.0000		
-1	1.0002	0.9825		
-2	1.0006	0.9651		
-3	1.0014	0.9476		
-4	1.0024	0.9301		
-5	1.0038	0.9/25		
-6	1.0055	0.8949		
-7	1.0075	0.8772		
-8	1.0098	0.8595		
-9	1.0125	0.8416		
-10	1.0154	O. P237		

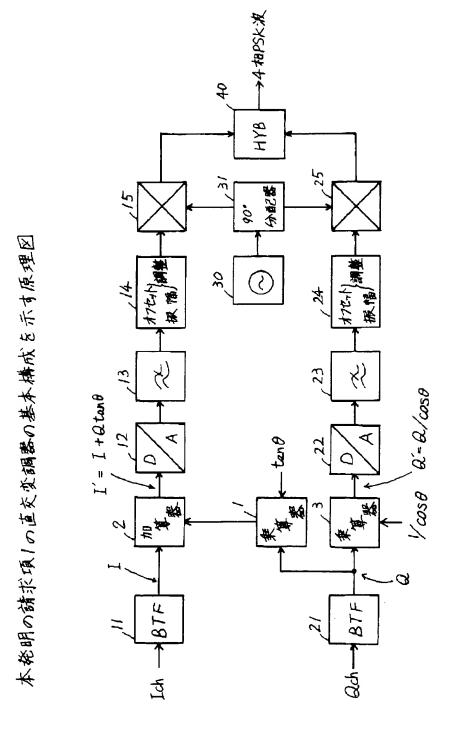
条件

の位相談差(B)は 土10 dag 以内とする。 の1、Qの振幅を

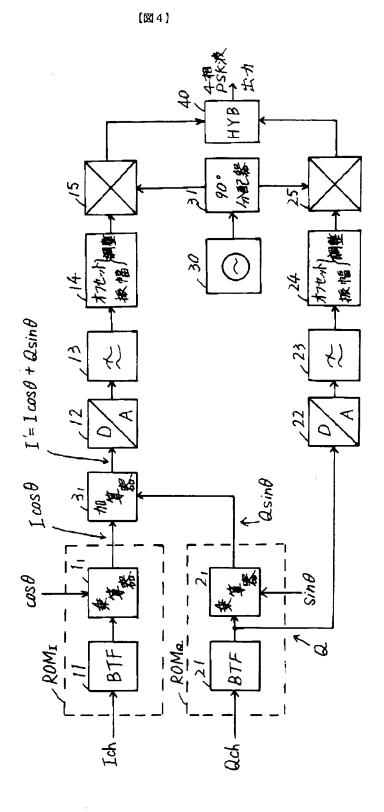
② I, Qの独物を I=Q=/ bずろ I,Qの現化恒は

= 1.0/54 1.1763 = 0.8632

[図1]

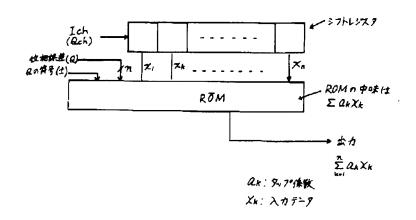


本発明の請求項3の直交変調器の構成図



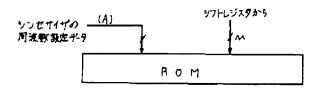
【図5】

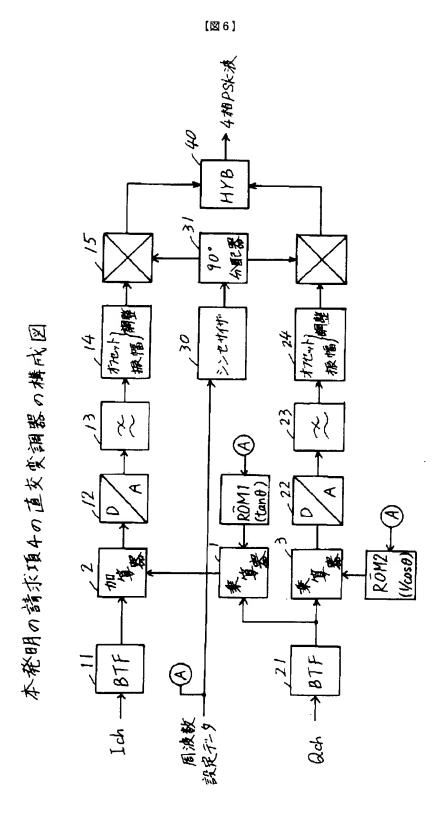
本発明の請求項4の直交変調客の構成を説明する為のBPFと表写器に代わるシフトレジスタとROMの使用方法の説明回



【図7】

本発明の請求項5の直交委問題の構成を説明する為の3PFと乗算器に 代わるシフトレジスタとROMのアドレス方法の説明図





[図8]

